

PAT-NO: JP405083987A

DOCUMENT-IDENTIFIER: **JP 05083987 A**

TITLE: SWITCHING SYSTEM MOTOR DRIVE
CIRCUIT

PUBN-DATE: April 2, 1993

INVENTOR-INFORMATION:
NAME
KAWAKITA, KEISUKE

ASSIGNEE-INFORMATION: NAME	COUNTRY
mitsubishi denki eng kk	N/A
MITSUBISHI ELECTRIC CORP	N/A

APPL-NO: JP03238061

APPL-DATE: September 18, 1991

INT-CL (IPC): H02P007/29

US-CL-CURRENT: **318/829**

ABSTRACT:

PURPOSE: To obtain a switching system motor drive circuit in which power consumption of output transistor can be reduced, number of components can be reduced, and a single power supply can be employed.

CONSTITUTION: The switching system motor drive circuit comprises a **booster circuit** 16 utilizing counterelectromotive force induced in the motor coil in order to lower the collector-emitter voltage of source side output transistors 1, 3.

COPYRIGHT: (C)1993,JPO&Japio

(19)日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11)特許出願公開番号

特開平5-83987

(43)公開日 平成5年(1993)4月2日

(51)Int. Cl.⁵

H 0 2 P 7/29

識別記号

庁内整理番号

D 4238-5H

F I

技術表示箇所

審査請求 未請求 請求項の数1(全 6 頁)

(21)出願番号 特願平3-238061

(22)出願日 平成3年(1991)9月18日

(71)出願人 591036457

三菱電機エンジニアリング株式会社
東京都千代田区大手町2丁目6番2号

(71)出願人 000006013

三菱電機株式会社
東京都千代田区丸の内二丁目2番3号

(72)発明者 川北 圭介

兵庫県伊丹市東野4丁目61番5号 三菱電
機エンジニアリング株式会社エル・エス・
アイ設計センター内

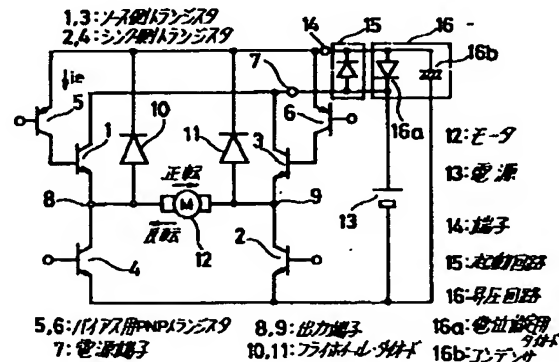
(74)代理人 弁理士 大岩 増雄 (外2名)

(54)【発明の名称】 スイッチング方式モータ駆動回路

(57)【要約】

【目的】 出力トランジスタの消費電力を低減でき、また部品点数の低減、単一電源で使用できるスイッチング方式モータ駆動回路を得ること。

【構成】 モータコイルに発生する逆起電力を利用した昇圧回路16を具備することにより、ソース側出力トランジスタ1、3のコレクタ・エミッタ間電圧を下げる構成とした。



1

【特許請求の範囲】

【請求項1】 出力段がNPNTランジスタのブリッジ回路で構成され、

各動作トランジスタ対のソース側トランジスタのコレクタを電源端子とし、

前記トランジスタのベースにバイアス用PNPトランジスタのコレクタが接続され、

前記各動作トランジスタ対のシンク側トランジスタをスイッチングさせる信号入力有し、

各出力端子毎に該出力端子にアノードが接続されたフライホイール・ダイオードを備え、該両出力端子間に正転、逆転可能なモータを接続してなるスイッチング方式モータ駆動回路であって、

前記各PNPトランジスタのエミッタと前記各フライホイール・ダイオードのカソードを接続し、その接続点を第1の端子としてなり、

かつ起動時に電源端子から第1の端子に電流を供給する起動回路と、

前記動作トランジスタ対のシンク側トランジスタのオフ時にモータコイルに発生する逆起電力を第1の端子の電源に変換する昇圧回路とを具備したことを特徴とするスイッチング方式モータ駆動回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】この発明は、スイッチング方式モータ駆動回路に関するものである。

【0002】

【従来の技術】図3は正転逆転機能を有するモータを駆動する従来のスイッチング方式モータ駆動回路を示し、*

$$i_1 = (V_{cc} - V_{sat5} - V_{be1} - V_{sat2}) \cdot (1 - e^{-t \cdot R_a / L_a}) / R_a$$

【0005】となる。NPNTランジスタ2のスイッチング周波数をTとし、オン時間を t_1 とすると、前記式の t に t_1 に代入することでモータ電流 i_1 が決まる。

【0006】次いで、NPNTランジスタ2がオフした時を説明する。この時、前記で説明したモータ電流 i_1 に比例した逆起電力がモータコイルに発生し、電流は出力端子9からフライホイール・ダイオード11を通り、電源端子7からPNPトランジスタ5を通り、NPNT※

$$i_2 = (V_{cc} - V_{sat5} - V_{be1} - V_{sat2}) \cdot (e^{-R_a \cdot (t-t_1) / L_a} - e^{-t \cdot R_a / L_a})$$

【0008】で表わされる。NPNTランジスタ2のオフ時間は $T - t_1$ であるので、前記式 t にこれを代入することでモータ電流 i_2 が決まる。さらに、NPNTランジスタ2がオンすることになり、以後前記動作を繰り返す。なお、モータ逆転時の動作については、回路の対称性により、上記の正転時と同様の動作となるので、その説明を省略する。

【0009】

【発明が解決しようとする課題】従来のスイッチング方式モータ駆動回路は以上のように構成されているので、ソース側トランジスタの V_{ce} が高くなって、消費電力★50

2

*図において、1, 2, 3, 4は出力段NPNTランジスタ、5, 6はソース側出力NPNTランジスタ1, 3をバイアスするPNPトランジスタ、7は電源端子、8, 9は出力端子、10, 11はNPNTランジスタ2あるいは4がスイッチングするオフ時にモータ逆起電力を吸収し、電源端子7への電流パスをつくるフライホイール・ダイオード、12は単相ブラシ付モータ、13は電源である。

【0003】次に動作について説明する。図4は従来のスイッチング方式モータ駆動回路の動作タイミング及び出力端子の電位関係図である。モータ正転時はPNPトランジスタ5, NPNTランジスタ1がオンし、NPNTランジスタ2がスイッチング動作する。最初にNPNTランジスタ2がオンしモータは起動する。この時の電流経路は電源13から電源端子7を介してPNPトランジスタ5を通り、NPNTランジスタ1のベースを流れ、増幅され、大部分の電流が前記トランジスタ1のコレクタからエミッタへ流れ、出力端子8からモータ12を通り出力端子9からNPNTランジスタ2を経て電源GNDへ通じるパスとなる。一方、モータの電気的時定数 τ_e はモータコイルの直列抵抗を R_a 、インダクタンス成分を L_a とすると、 $\tau_e = L_a / R_a$ となる。従って、モータ両端の電圧と電流 i_1 との時間的關係は、電源電圧を V_{cc} 、PNPトランジスタ5の飽和電圧を V_{sat5} 、NPNTランジスタ1の V_{be} を V_{be1} 、NPNTランジスタ2の飽和電圧を V_{sat2} とし、かつこの値が電流値にかかわらず一定とすると、

【0004】

※ランジスタ1のベースを流れて増幅され、大部分の電流が前記トランジスタ1のコレクタからエミッタへ流れ、出力端子8からモータ12に戻る閉ループ経路となる。このとき逆起電力は、フライホイール・ダイオード11の順方向電圧 V_{o11} 、 V_{be1} 、 V_{sat5} を加算した電圧で短絡される。この時の電流を i_2 とすると、その時間的变化は、

【0007】

★が他の能動素子に比べて大きくなり、モータに供給する電流を制限する、充分な放熱をすることが必要となるなどの問題点があった。

【0010】この発明は、上記のような従来のものの問題点を解消するためになされたもので、ソース側出力トランジスタの消費電力を低減することのできるスイッチング方式モータ駆動回路を得ることを目的とする。

【0011】

【課題を解決するための手段】この発明に係るスイッチング方式モータ駆動回路は、モータコイルに発生する逆起電力をソース側出力トランジスタのバイアス用PNP

3

トランジスタのエミッタに供給する電源に変換し、主電源電圧より昇圧させるように構成したものである。

【0012】

【作用】この発明における昇圧回路は、モータコイルに発生する逆起電力をソース側出力トランジスタのバイアス用PNPトランジスタのエミッタに供給する電源に変換し、主電源電圧より昇圧させるので、ソース側出力トランジスタの V_{ce} が低くなり、ソース側出力トランジスタの消費電力を小さくすることができる。

【0013】

【実施例】以下、この発明の一実施例を図について説明する。図1はこの発明の一実施例によるスイッチング方式モータ駆動回路を示す。図において、1, 2, 3, 4は出力段NPNTランジスタ、5, 6はソース側出力NPNTランジスタ1, 3をバイアスするPNPトランジスタ、7は電源端子、8, 9は出力端子、10, 11はNPNTランジスタ2あるいは4がスイッチングするオフ時にモータ逆起電力を吸収し、電源端子に電流パスを作るフライホイール・ダイオード、12は正転逆転機能を有する単相ブラシ付モータ、13は電源、14はソ

ース側出力トランジスタバイアス用PNPトランジスタ5, 6のエミッタとフライホイールダイオード10, 11のカソードとの接続点、15は起動時に電源13から端子14に電流を供給する起動用ダイオード、16aは端子14電位を電源13より昇圧(レベルシフト)設定*

$$i_1 = (V_{cc} - V_{sat5} - V_{be1} - V_{sat2} - V_{D15}) \cdot (1 - e^{-t \cdot R_a / L_a}) / R_a$$

【0016】となる。NPNTランジスタ2のスイッチング周波数を T とし、オン時間を t_1 とすると、前記式の t に t_1 を代入することで、モータ電流 i_1 が決まる。

【0017】次いで、NPNTランジスタ2がオフした時を説明する。この時、前記で説明したモータ電流 i_1 に比例した逆起電力がモータコイルに発生するが、この電流は出力端子9からフライホイールダイオード11を

通り、端子14からダイオード16を通り、電源端子7※

$$i_2 = (V_{cc} - V_{sat5} - V_{be1} - V_{sat2} - V_{D15}) \cdot (e^{-R_a \cdot (t-t_1) / L_a} - e^{-t \cdot R_a / L_a})$$

【0019】で表わされる。

【0020】NPNTランジスタ2のオフ時間は、 $T - t_1$ であるので、前記式 t にこれを代入することでモータ電流 i_2 が決まる。さらにNPNTランジスタ2がオンすることになるが、起動時とは異なる。この時点では、端子14電圧はダイオード16aの順方向電圧分(V_{D16})が電源13電圧(V_{cc})より昇圧されている。従って、出力端子8の電位は、 $V_{cc} + V_{D16} - V_{sat5} - V_{be1}$ となっている。NPNTランジスタ2がオンになってから次にオフになるまでの時間は t_1 であるが、この期間はコンデンサ16bの放電特性で支配される。 $t_1 = 0$ 、即ちNPNTランジスタ2がオンの瞬間の端子14電圧(V_{14})は $V_{14} = V_{cc} + V_{D16}$ となり、 t_1 後の端子14電圧は、

4

*させる電位設定用ダイオード、16bはコンデンサ、16はダイオード16aおよびコンデンサ16bからなる昇圧回路である。

【0014】次に動作について説明する。モータ12の正転時はPNPトランジスタ5, NPNTランジスタ1がオンし、NPNTランジスタがスイッチング動作する。最初にNPNTランジスタ2がオンし、モータは起動するが、この時の電流経路は電源13から起動用ダイオード15を通り、端子14を経て、PNPトランジスタ5を通り、NPNTランジスタ1がバイアスされ、NPNTランジスタ1で増幅されて、大部分の電流がNPNTランジスタ1のコレクタからエミッタへ流れ、出力端子8からモータ12を通り、出力端子9からNPNTランジスタ2を経て電源GNDへ通じるパスとなる。モータの電気的時定数 τ はモータコイルの直列抵抗を R_a 、インダクタンス成分を L_a とすると、 $\tau = L_a / R_a$ となる。従って、モータ両端の電圧と電流 i_1 との時間的関係は、電源電圧を V_{cc} 、PNPトランジスタ5の飽和電圧を V_{sat5} 、NPNTランジスタ1の V_{be} を V_{be1} 、NPNTランジスタ2の飽和電圧を V_{sat2} とし、さらに起動用ダイオード15の順方向電圧を V_{D15} とし、これらの値が電流値にかかわらず一定とすると、

【0015】

※へ流入し、NPNTランジスタ1のコレクタへ流れるパスと、端子14から流入し、PNPトランジスタ5のエミッタへ供給するパスとに分割される。PNPトランジスタ5にはNPNTランジスタ1をバイアスさせる電流が流れ、大部分の電流はNPNTランジスタ1のコレクタからエミッタを通り出力端子8からモータ12へ戻る。この時のモータ電流を i_2 とすると、その時間的变化は、

【0018】

★【0021】

$$V_{14} = V_{cc} + V_{D16} - i_e \cdot t_1 / C$$

【0022】となる。ここで、 i_e はPNPトランジスタ5のエミッタ電流、 C はコンデンサ16bの静電容量である。NPNTランジスタ1のコレクタ・エミッタ間電圧をNPNTランジスタ1の飽和電圧で決定するためには、NPNTランジスタ1のベース・エミッタ間電圧を V_{be1} とすると、

【0023】

$$V_{D16} > V_{be1} + i_e \cdot t_1 / C$$

【0024】となるよう設定すればよく、これによりソース側NPNTランジスタのコレクタ・エミッタ間電圧は約1V V_{be} 分低減でき、ソース側NPNTランジスタの消費電力を小さくすることができる。

★50

5

【0025】なお、モータ逆転時の動作については、回路の対称性により、上記の正転時と同様の動作となるので、その説明を省略する。

【0026】このように、上記実施例によれば、モータコイルに発生する逆起電力を利用し、ソース側出力トランジスタのバイアス用PNPトランジスタのエミッタに供給する電源に変換し主電源電圧より昇圧させる昇圧回路を、ダイオードとコンデンサで構成するようにしたので、部品点数の増加を殆んど招くことなく消費電力を低減でき、かつ単一電源で使用できるという効果がある。

【0027】なお、上記実施例では正転反転機能を有する単相ブラシ付モータの場合について説明したが、各種ブラシレスモータであってもよく、上記実施例と同様の効果を奏する。

【0028】

【発明の効果】以上のように、この発明に係るスイッチング方式モータ駆動回路によれば、モータコイルに発生する逆起電力を利用し、ソース側出力トランジスタのバイアス用PNPトランジスタのエミッタに供給する電源に変換し、主電源電圧より昇圧させる昇圧回路を設けたので、消費電力を低減でき、かつ単一電源で使用する

6

という効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図1】この発明の一実施例によるスイッチング方式モータ駆動回路の回路図である。

【図2】この発明の一実施例の動作タイミング図である。

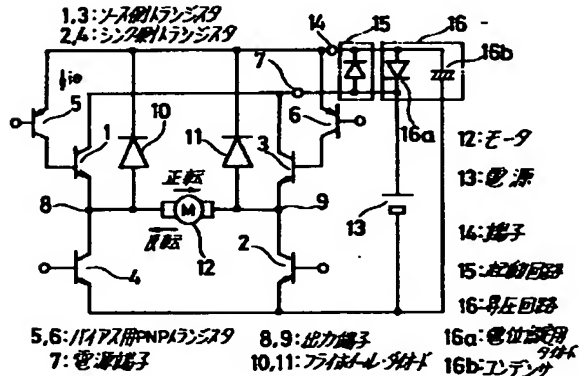
【図3】従来のスイッチング方式モータ駆動回路図である。

【図4】従来回路を示す動作タイミング図である。

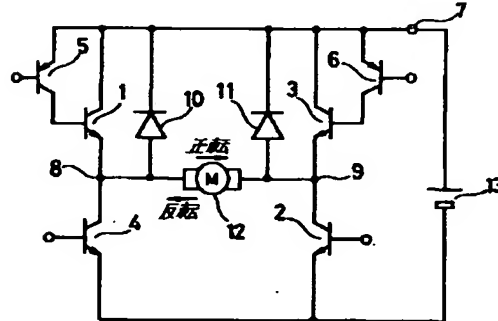
【符号の説明】

- 1, 3 ソース側トランジスタ
- 2, 4 シンク側トランジスタ
- 5, 6 バイアス用PNPトランジスタ
- 7 電源端子
- 8, 9 出力端子
- 10, 11 フライホイール・ダイオード
- 12 モータ
- 14 第1の端子
- 15 起動回路
- 16 昇圧回路

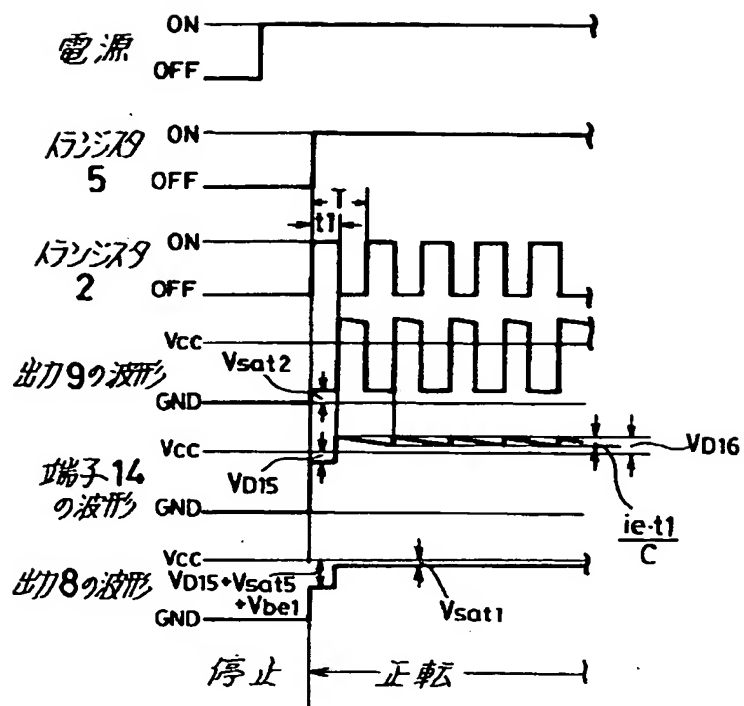
【図1】



【図3】



【図2】



【図4】

